

JP 3088893

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 07-212424

(43)Date of publication of application : 11.08.1995

(51)Int.Cl.

H04L 27/22

H04L 27/38

(21)Application number: 06-015709

(71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO  
LTD

(22)Date of filing : 17.01.1994

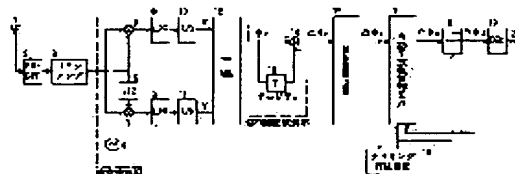
(72)Inventor : SHINAGAWA NORIAKI  
UMETSU KAZUHIRO  
TSUBAKI KAZUHISA

(54) DATA RECEIVER

(57)Abstract:

**PURPOSE:** To provide a data receiver capable of compensating the phase error  $\theta_e$  of  $p/4 \leq \theta_e$  even when it is generated in a phase difference to be obtained due to a frequency error  $\Delta f$  between the center frequency and local oscillation frequency of modulation signals.

CONSTITUTION: In this data receiver of a p/4 shift QPSK modulation system provided with a local oscillator 5 used for the quadrature detection of received modulated signals, a phase delay detection part for obtaining the phase difference in one symbol cycle of a modulation phase in the modulated signals, an automatic frequency control means 17 for compensating the phase error  $\theta_e$  generated in the phase difference, a zero-cross judgement means for deciding the direction and the range of the size of the  $\theta_e$ , a phase addition means 15 for adding  $zK/4$  ( $K$  is a positive or negative integer) to the phase difference outputted by the phase delay detection part and outputting it to the automatic frequency control means are provided. When the  $\theta_e$  is  $\geq p/4$ , the phase addition means adds  $pK/4$  and restores the signal point of the phase difference including the  $\theta_e$  to the quadrant of the signal point of the original transmission modulation phase error. Thus, the automatic frequency control means performs accurate phase compensation at all times.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 21.09.1998

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3088893  
[Date of registration] 14.07.2000  
[Number of appeal against examiner's decision  
of rejection]  
[Date of requesting appeal against examiner's  
decision of rejection]  
[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 特 許 公 報 (B 2)

(11)特許番号

特許第3088893号  
(P3088893)

(45)発行日 平成12年9月18日(2000.9.18)

(24)登録日 平成12年7月14日(2000.7.14)

(51)Int.Cl.<sup>7</sup>

H 0 4 L 27/22  
7/00

識別記号

F I

H 0 4 L 27/22  
7/00

Z  
F

請求項の数2(全 8 頁)

(21)出願番号

特願平6-15709

(22)出願日

平成6年1月17日(1994.1.17)

(65)公開番号

特開平7-212424

(43)公開日

平成7年8月11日(1995.8.11)

審査請求日

平成10年9月21日(1998.9.21)

(73)特許権者 000005821

松下電器産業株式会社  
大阪府門真市大字門真1006番地

(72)発明者

品川 宜昭  
神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番  
1号 松下通信工業株式会社内

(72)発明者

梅津 和浩  
神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番  
1号 松下通信工業株式会社内

(72)発明者

椿 和久  
神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番  
1号 松下通信工業株式会社内

(74)代理人

100099254  
弁理士 役 昌明 (外1名)

審査官 高野 洋

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 データ受信装置

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】 位相変調の受信信号に対する直交検波に使用する局部発振器と、前記受信信号における変調位相を求め、この変調位相の1シンボル周期での位相差を求める位相遅延検波部と、前記受信信号の中心周波数と前記局部発振器の発振周波数との間の周波数差に起因して前記位相差に生じる位相誤差 $\theta_e$ を補償する自動周波数制御手段とを備える $\pi/4$ シフトQPSK変調方式のデータ受信装置において、

前記位相遅延検波部から出力された位相差に生じている前記位相誤差 $\theta_e$ の大きさの範囲とその向きとを、ゼロクロスの情報を用いて判定するゼロクロス判定手段と、前記ゼロクロス判定手段が前記位相誤差 $\theta_e$ の大きさを $\pi/4 \leq |\theta_e|$ と判定したとき、前記位相遅延検波部の出力する前記位相差に $\pi K/4$  (Kは正または負の整

数)を付加して前記自動周波数制御手段に出力する位相加算手段とを設けたことを特徴とするデータ受信装置。

【請求項2】 前記ゼロクロス判定手段が、位相ダイアグラムのI軸またはQ軸を横切る信号の数に基づいて、前記位相誤差 $\theta_e$ の大きさの範囲とその向きとを判定することを特徴とする請求項1に記載のデータ受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、位相変調方式のデジタル無線通信に用いられるデータ受信装置に関し、特に、同期検波した受信信号の位相誤差を幅広く自動修正できるように構成したものである。

【0002】

【従来の技術】4値の位相変調方式である $\pi/4$ シフトQPSKでは、送信側は、I軸およびQ軸上に信号点配

3

置された4つのシンボルの内のいずれかを送信し、次にI軸およびQ軸から45°回転した軸上に信号点配置された4つのシンボルの内のいずれかを送信し、次に再びI軸およびQ軸上のシンボルの内のいずれかを送信するという動作を順次繰返す。伝送すべき情報は、シンボルと次に送信されるシンボルとの間の位相差によって表わされる。この位相差としては、 $\pm\pi/4$ および $\pm3\pi/4$ を取ることができ、それぞれの位相差が予め決められた(0, 0)(0, 1)(1, 0)(1, 1)のいずれかの情報を表わしている。

【0003】この位相差(送信側の変調位相差を $\Delta\phi$ とすると)の信号点は、I軸を横軸、Q軸を縦軸に表示した位相ダイアグラムにおいて、図3の黒丸と重なる位置に表示される。各信号点に付された矢印は、次の信号の遷移方向を示している。つまり、現在の位相差 $\Delta\phi$ が $\pi/4$ であるときは、次の位相差 $\Delta\phi$ として、より大きい $3\pi/4$ を取ることでもできれば、より小さい $-\pi/4$ または $-3\pi/4$ を取ることでもできる。これに対して、現在の位相差 $\Delta\phi$ が $3\pi/4$ のときは、次の位相差 $\Delta\phi$ として、より大きい位相差を取ることとはできず、また、現在の位相差 $\Delta\phi$ が $-3\pi/4$ のときは、次の位相差 $\Delta\phi$ として、さらに小さい位相差を取ることとはできない。

【0004】一方、受信側は、受信信号を同期検波して同相成分と直交成分とを検出し、それらの成分で表わされる位相(変調位相)のシンボル間の位相差を判別して、送られた情報を取出す。このとき、受信した変調信号の中心周波数と同期検波に用いる局部発振器の発振周波数との間に周波数誤差 $\Delta f$ が存在する場合には、変調位相の位相差 $\Delta\phi_r$ に位相誤差 $\theta_e$ が含まれてしまう。こうした事態に対処するため、データ受信装置には、この位相誤差 $\theta_e$ を補償する手段が設けられており、それにより復号における誤り率の改善が図られている。

【0005】この種の従来のデータ受信装置は、図5に示すように、 $\pi/4$ シフトQPSK変調波信号を受信するアンテナ1と、受信信号を波形整形する受信用ルートナイキスト・バンドパス・フィルタ2と、ルートナイキスト・バンドパス・フィルタ2の出力の振幅を制限するリミタアンプ3と、リミタアンプ3の出力からベースバンドの同相成分および直交成分を検出するための直交検波部を構成する局部発振器4、 $\pi/2$ 移相器5および乗算器6、7と、直交検波部の同相および直交出力に含まれる2倍の搬送波成分を除去するローパスフィルタ8、9と、ローパスフィルタ8、9の出力をデジタル信号に変換するA/D変換器10、11と、A/D変換器10、11の出力に応じて記憶している変調位相データを出力する\*

$$X(kTs) = \cos(\phi(kTs) - 2\pi\Delta f kTs) \quad (1)$$

$$Y(kTs) = \sin(\phi(kTs) - 2\pi\Delta f kTs) \quad (2)$$

式(1)、(2)において、 $\phi(kTs)$ は受信された $\pi/4$ シフトQPSK変調波信号の送信変調位相であり、 $\Delta f$ はこの変調信号の中心周波数と局部発振器4の発振

4

\*アークタンジェントROM12と、1シンボル周期における変調位相の位相差 $\Delta\phi_r$ を検出するための位相遅延検波部を構成する遅延器13および減算器14と、位相遅延検波部の出力からビット・タイミングを再生するタイミング再生回路16と、位相遅延検波部から出力された変調位相 $\Delta\phi_r$ の位相差に含まれる位相誤差 $\theta_e$ を補償する自動周波数制御回路17と、自動周波数制御回路17の出力に基づいて変調位相差の角度を判定する判定器18と、判定器18の出力を2値データに変換するデコーダ19と、デコーダ19の出力を受信データとして出力する受信データ出力端子20とを備えている。

【0006】A/D変換器10、11は、ローパスフィルタ8、9の出力をデジタル信号に変換するため、シンボルレートのM倍(M:正整数)のサンプリング周波数で動作する。

【0007】また、アークタンジェントROM12は、A/D変換器10、11からXとYとの信号が入力されると、それらをアドレス信号として、 $\tan^{-1}(X/Y)$ に対応する変調位相データ $\phi_r$ を讀出して出力する。

【0008】また、位相遅延検波部を構成する遅延器13は、アークタンジェントROM12の出力を1シンボル周期分遅延させ、また、減算器14は、現時点の変調位相であるアークタンジェントROM12の出力から1シンボル前の変調位相である遅延器13の出力を減算する。

【0009】また、自動周波数制御回路17は、タイミング再生回路16の出力するビット・タイミング信号に同期して位相遅延検波部の出力を取込み、判定器18の出力を参照しながら、位相遅延検波部の出力である変調位相差 $\Delta\phi_r$ に生じた位相誤差 $\theta_e$ を補償する。

【0010】図3は、位相遅延検波部が、受信した $\pi/4$ シフトQPSK変調波信号を基に位相遅延検波して得た変調位相差 $\Delta\phi_r$ を表わす位相ダイアグラムであり、位相誤差 $\theta_e$ がゼロの場合を示している。また、図4の位相ダイアグラムは、受信した被変調信号の中心周波数と直交検波部の局部発振器4の発振周波数との間に周波数誤差 $\Delta f$ があるために位相誤差 $\theta_e$ が生じているときの変調位相差 $\Delta\phi_r$ を表わしている。

【0011】このデータ受信装置は、次のように動作する。直交検波部は、受信した $\pi/4$ シフトQPSK変調波信号をベースバンド信号に周波数変換する。この時、変調波信号のシンボルレートを $f_r = 1/T$ 、A/D変換器10、11のサンプリング周波数を $f_s = 1/T_s = Mf_r$ (M:正整数)とすると、A/D変換器10、11の出力 $X(kTs)$ 、 $Y(kTs)$ は次の式(1)、(2)のようになる。

周波数との間の周波数誤差である。

【0012】一方、アークタンジェントROM12は、X(kTs)およびY(kTs)をそれぞれアドレス信号とし

5

て、記憶しているデータの中から  $\tan^{-1}(X(kTs)/Y(kTs))$  に対応する変調位相データ  $\phi_r(kTs)$  を出力する。これを受けて位相遅延検波部では、減算器14が、この  $\phi_r(kTs)$  から、遅延器13の出力する1シンボ \*

$$\begin{aligned}\Delta\phi_r(kTs) &= \phi_r(kTs) - \phi_r((k-M)Ts) \\ &= \Delta\phi(kTs) + \theta_e\end{aligned}\quad (3)$$

この  $\Delta\phi(kTs)$  は、式(4)で表される送信変調位相成分であり、 $\theta_e$  は、式(5)で表される  $\Delta f$  に起 \*

$$\Delta\phi(kTs) = \phi(kTs) - \phi((k-M)Ts) \quad (4)$$

$$\theta_e = -2\pi\Delta fMTs = -2\pi\Delta fT \quad (5)$$

【0014】この位相遅延検波部の出力を位相ダイアグラムで表示すると(位相ダイアグラムでは、I、Q平面上の横軸Iに  $\cos\Delta\phi_r$  が、縦軸Qに  $\sin\Delta\phi_r$  が表示される)、 $\theta_e=0$  ( $\Delta f=0$ ) の時には、式(3)より  $\Delta\phi_r(kTs)=\Delta\phi(kTs)$  となり、また、 $\pi/4$  シフトQPSK変調の送信変調位相  $\Delta\phi(kTs)$  が  $\pm\pi/4$  または  $\pm3\pi/4$  であるから、受信変調位相  $\Delta\phi_r$  は、図3のように表わせる。また、 $\theta_e\neq0$  ( $\Delta f\neq0$ ) の時は、図4に示すように、位相ダイアグラム上で送信変調位相と受信変調位相  $\Delta\phi_r$  との間に一定の位相誤差  $\theta_e$  が生じる。その結果、受信変調位相  $\Delta\phi_r$  と判定境界(I軸、Q軸)との間のノイズマージンが減少し、ノイズによっては判定境界を乗越える場合が生じるため、受信データの誤り率特性が劣化してしま \*

$$\beta = (1/N_s) \sum [\Delta\phi_r((n-i)T) - \Delta\phi_d((n-i)T)] \quad (6)$$

( $\sum$  は  $i=0$  から  $N_s-1$  まで加算、 $N_s$ : 正整数)  
次に、式(7)により、 $\Delta\phi_r(nT)$  から  $\beta$  を減算して位相誤差  $\theta_e$  の補償された変調位相  $\Delta\phi_e(nT)$  を得 ☆

$$\Delta\phi_e(nT) = \Delta\phi_r(nT) - \beta \quad (7)$$

この時、受信された変調信号の中心周波数と局部発振器4の周波数との間の周波数誤差  $\Delta f$  が  $|\Delta f| < f_R/8$  であるならば、位相誤差  $\theta_e$  は式(5)より  $|\theta_e| < \pi/4$  となるので、判定器18は、判定境界(判定閾値)を図4のI軸およびQ軸に採ることにより、当初から定常的な判定誤りを侵すことなく判定結果を出力することができる。そのため、平均誤差  $\beta$  は、位相誤差  $\theta_e$  の正しい推定値となり、式(7)により位相誤差  $\theta_e$  を補償することが可能となる。また、判定器18は、それを受けて、さらに誤りを含まない判定結果を出力することができる。

【0017】このように、自動周波数制御回路17を備える従来のデータ受信装置は、受信した変調信号の中心周波数と局部発振器4の周波数との間の周波数誤差  $\Delta f$  が  $|\Delta f| < f_R/8$  であるならば、この  $\Delta f$  の影響を補償し、受信データの誤り率特性の劣化を改善することができる。

【0018】

【発明が解決しようとする課題】しかし、従来のデータ受信装置では、受信された変調信号の中心周波数と局部発振器4の周波数との間の周波数誤差  $\Delta f$  が  $f_R/8 \leq$

6

\*ル周期分遅延した  $\phi_r((k-M)Ts)$  を減算し、次式(3)で表される受信変調位相  $\Delta\phi_r$  を出力する。  
【0013】

※因する位相誤差である。

★う。

【0015】自動周波数制御回路17は、この  $\Delta f$  に起因する位相誤差  $\theta_e$  を補償する。自動周波数制御回路17は、まず、タイミング再生回路16で再生されたビット・タイミング信号に同期して、識別する時点での位相遅延検波部の出力  $\Delta\phi_r(nT)$  を取込み、次式(6)により判定器18の出力  $\Delta\phi_d(nT)$  (なお、判定器18は、自動周波数制御回路17の出力が第1象限にあると判定したときは  $\pi/4$  を、第2象限にあると判定したときは  $3\pi/4$  を、第3象限にあると判定したときは  $-3\pi/4$  を、第4象限にあると判定したときは  $-\pi/4$  を出力する)との平均誤差  $\beta$  を求め、これを位相誤差  $\theta_e$  の推定値とする。

☆る。

【0016】

30  $|\Delta f| < f_R/4$  ( $f_R$ : シンボルレート)である場合には、位相遅延検波部の出力に含まれる位相誤差  $\theta_e$  が  $\pi/4 \leq |\theta_e| < \pi/2$  となるので、図4のI、Q平面上において識別時点での  $\Delta\phi_r(nT)$  の信号点の存在する象限が変わってしまい、判定器18は当初から定常的な判定誤りを生じることになる。そのため、自動周波数制御回路17は、 $\theta_e$  の正しい推定値を得ることができず、誤った方向に位相補償を行ってしまう。その結果、受信データの誤り率特性が著しく劣化するという問題点がある。

40 【0019】本発明は、こうした従来の問題点を解決するものであり、変調信号の中心周波数と局部発振器4の周波数との間の周波数誤差  $\Delta f$  に起因して、位相遅延検波部の出力に  $\pi/4 \leq |\theta_e|$  の位相誤差  $\theta_e$  が生じる場合でも、それを補償することができる、広い自動周波数制御範囲を備えたデータ受信装置を提供することを目的としている。

【0020】

【課題を解決するための手段】そこで、本発明では、位相変調の受信信号に対する直交検波に使用する局部発振器と、前記受信信号における変調位相を求め、この変調

位相の1シンボル周期での位相差を求める位相遅延検波部と、受信信号の中心周波数と局部発振器の発振周波数との間の周波数差に起因して前記位相差に生じる位相誤差 $\theta_e$ を補償する自動周波数制御手段とを備える $\pi/4$ シフトQPSK変調方式のデータ受信装置において、位相遅延検波部から出力された位相差に生じている位相誤差 $\theta_e$ の大きさの範囲とその向きとを、ゼロクロスの情報を用いて判定するゼロクロス判定手段と、前記ゼロクロス判定手段が位相誤差 $\theta_e$ の大きさを $\pi/4 \leq |\theta_e|$ と判定したとき、位相遅延検波部の出力する位相差に $\pi K/4$  ( $K$ は正または負の整数)を付加して自動周波数制御手段に出力する位相加算手段とを設けている。

【0021】また、前記ゼロクロス判定手段が、位相ダイアグラムのI軸またはQ軸を横切る(即ち、ゼロクロスする)信号の数に基づいて、位相誤差 $\theta_e$ の大きさの範囲とその向きとを判定するように構成している。

【0022】

【作用】そのため、位相誤差 $\theta_e$ が $\pi/4$ 以上のときには、位相加算手段が、ゼロクロス判定手段の判定結果に基づいて、位相遅延検波部の出力する位相差に $\pi K/4$  ( $K$ は正または負の整数)を付加し、位相誤差 $\theta_e$ を含む位相差の信号点を本来の送信変調位相差の信号点が存在していた象限にまで引戻す。従って、自動周波数制御手段は、従来の位相補償方式をそのまま実行することにより、常に正しい位相補償を行なうことができる。

【0023】ゼロクロス判定手段は、 $\pi/4$ シフトQPSK変調方式の信号点の遷移方向における性質を利用して、位相誤差の大きさや向きを判定する。つまり、位相誤差が生じたことによって、位相ダイアグラムの正または負のI軸やQ軸を横切る信号の頻度が変化するので、それを検出することにより、位相誤差の大きさや向きを判定する。

\*

$$X(kTs) = \cos(\phi(kTs) - 2\pi\Delta f kTs) \quad (1)$$

$$Y(kTs) = \sin(\phi(kTs) - 2\pi\Delta f kTs) \quad (2)$$

となる。ここで、 $\phi(kTs)$ は受信された $\pi/4$ シフトQPSK変調波信号の送信変調位相、 $\Delta f$ はこの変調信号の中心周波数と局部発振器4の周波数との間の周波数誤差を表わす。

【0028】また、アークタンジェントROM12は、 $X(kTs)$ および $Y(kTs)$ をそれぞれアドレス信号とし※40

$$\begin{aligned} \Delta\phi_r(kTs) &= \phi_r(kTs) - \phi_r((k-M)Ts) \\ &= \Delta\phi(kTs) + \theta_e \end{aligned} \quad (3)$$

この $\Delta\phi(kTs)$ は送信変調位相差成分であり、 $\theta_e$  ★ $\theta_e$ とは、次式で表わされる。  
は $\Delta f$ に起因する位相誤差である。 $\Delta\phi(kTs)$ と $\theta_e$ ★

$$\Delta\phi(kTs) = \phi(kTs) - \phi((k-M)Ts) \quad (4)$$

$$\theta_e = -2\pi\Delta f MTs = -2\pi\Delta f T \quad (5)$$

【0030】位相遅延検波部の出力する変調位相差 $\Delta\phi_r$ は、 $\theta_e = 0$  ( $\Delta f = 0$ ) の場合には、図3の位相ダイアグラムで表わされ、また、 $\theta_e \neq 0$  ( $\Delta f \neq 0$ ) の場合には、図4の位相ダイアグラムで表わされる。

\*【0024】

【実施例】本発明の実施例におけるデータ受信装置は、図1に示すように、被変調信号の中心周波数と局部発振器4の発振周波数との間の周波数誤差によって変調位相差 $\Delta\phi_r$ に $\pi/4 \leq |\theta_e| < \pi/2$ の位相誤差 $\theta_e$ が生じているとき、その誤差を $|\theta_e| < \pi/4$ に低減する位相補償回路15を備えている。その他の構成は、従来の装置(図5)と変わりがない。

【0025】この位相補償回路15は、図2に示すように、位相遅延検波部から入力された変調位相差 $\Delta\phi_r$ に含まれている位相誤差 $\theta_e$ の大きさおよびその正負を判定してその結果に従って制御信号を出力するゼロクロス判定回路21と、ゼロクロス判定回路21の制御信号に応じて0、 $\pi/4$ または $-\pi/4$ の位相回転を位相遅延検波部の出力信号 $\Delta\phi_r$ に加える位相加算回路22とから成る。

【0026】ゼロクロス判定回路21は、位相ダイアグラムのI、Q上において $\Delta\phi_r$ の示す信号点が負のI軸を横切る回数、正のQ軸を横切る回数および負のQ軸を横切る回数をそれぞれカウントすることにより、位相誤差 $\theta_e$ の大きさとその正負とを判定する。

【0027】このデータ受信装置は、次のように動作する。直交検波部、アークタンジェントROM12および位相遅延検波部の動作は、従来の装置と同じである。ただ、A/D変換器10、11は、シンボルレートに対して十分大きいサンプリング周波数を用いてA/D変換を行なう。いま、受信した $\pi/4$ シフトQPSK変調波信号のシンボルレートを $f_R = 1/T$ 、A/D変換器10、11のサンプリング周波数を $f_S = 1/T_s = Mf_R$  ( $M$ : 十分大きな正整数)、A/D変換器10、11の出力を $X(kTs)$ 、 $Y(kTs)$ とすると、

※て、記憶しているデータの中から $\tan^{-1}(X(kTs)/Y(kTs))$ に対応する変調位相データ $\phi_r(kTs)$ を出力し、これを受けて位相遅延検波部は、次式に示す受信変調位相差 $\Delta\phi_r$ を出力する。

【0029】

【0031】この図3に示すように、 $\theta_e = 0$  ( $\Delta f = 0$ ) の場合には、第2象限および第3象限における信号点の遷移方向は、負のI軸から離れる方向だけに限られている。そのため、リミタアンプ3等のRF受信部によ

るノイズの影響を除いては、 $\Delta\phi_r$ の信号点が負のI軸を横切ることではない。

【0032】また、図4に示すように、 $|\Delta f| < f_R/8$ の周波数誤差 $\Delta f$ に起因して $|\theta_e| < \pi/4$ の位相誤差 $\theta_e$ が生じている時には、判定境界(判定閾値)となるI軸およびQ軸までのノイズマージンが減少し、受信データの誤り率特性が劣化するが、この影響は、自動周波数制御回路17によって補償され、誤り率特性が改善される。なお、この $|\theta_e| < \pi/4$ の場合にも、ノイズの影響を除いては、 $\Delta\phi_r$ の信号点が負のI軸を定常的に横切ることではない。

【0033】しかし、周波数誤差 $\Delta f$ が $f_R/8 \leq |\Delta f| < f_R/4$ の場合には、 $\Delta f$ に起因して $\pi/4 \leq |\theta_e| < \pi/2$ の位相誤差 $\theta_e$ が生じるが、この時には、図4における $\theta_e$ をこの大きさにまで広げることによって分かるように、信号点の遷移経路が定常的に負のI軸を横切ようになる。また、この時には、 $\pi/4 \leq \theta_e < \pi/2$ であるならば、 $\Delta\phi_r$ の信号点の遷移経路が負のQ軸を横切る回数に比べて、正のQ軸を横切る回

$$\Delta\phi_r(kTs) = (\pi/2^{n-1}) \times m$$

$m=0, 1, 2, \dots, 2^{n-1}$

この時、図3、図4に示すように、第1象限、第2象

$$0 \leq m < 2^{n-2}$$

$$2^{n-2} \leq m < 2^{n-1}$$

$$2^{n-1} \leq m < 3 \cdot 2^{n-2}$$

$$3 \cdot 2^{n-2} \leq m \leq 2^{n-1}$$

【0036】さて、ゼロクロス判定回路21は、まず、 $\Delta\phi_r(kTs)$ の $N_0$ 個( $N_0$ :正整数)のサンプル値を取込み、 $\Delta\phi_r(kTs)$ の示す信号点がI、Q軸を横切る場合には、各サンプル値の存在する象限が変わってくることを利用して、負のI軸を横切る回数CT1、正のQ軸を横切る回数CT2および負のQ軸を横切る回数CT3をそれぞれ次のように求める。

★

$$CT1 = \{[\Delta\phi_r((k-1)Ts) : 2^{n-2} \leq m < 2^{n-1}] \cap$$

$$[\Delta\phi_r(kTs) : 2^{n-1} \leq m < 3 \cdot 2^{n-2}] \text{ である回数}$$

$$+ \{[\Delta\phi_r((k-1)Ts) : 2^{n-1} \leq m < 3 \cdot 2^{n-2}] \cap$$

$$[\Delta\phi_r(kTs) : 2^{n-2} \leq m < 2^{n-1}] \text{ である回数} \} \quad (10)$$

なお、「 $A \cap B$ 」は、集合A、Bの両方に属している要素の集合を表わす。

【0038】また、同様にCT2は、サンプル値が第1

$$CT2 = \{[\Delta\phi_r((k-1)Ts) : 0 \leq m < 2^{n-2}] \cap$$

$$[\Delta\phi_r(kTs) : 2^{n-2} \leq m < 2^{n-1}] \text{ である回数}$$

$$+ \{[\Delta\phi_r((k-1)Ts) : 2^{n-2} \leq m < 2^{n-1}] \cap$$

$$[\Delta\phi_r(kTs) : 0 \leq m < 2^{n-2}] \text{ である回数} \} \quad (11)$$

同じくCT3は、サンプル値が第3象限から第4象限に変化した回数と第4象限から第3象限に変化した回数と

$$CT3 = \{[\Delta\phi_r((k-1)Ts) : 2^{n-1} \leq m < 3 \cdot 2^{n-2}] \cap$$

$$[\Delta\phi_r(kTs) : 3 \cdot 2^{n-2} \leq m < 2^{n-1}] \text{ である回数}$$

$$+ \{[\Delta\phi_r((k-1)Ts) : 3 \cdot 2^{n-2} \leq m < 2^{n-1}] \cap$$

$$[\Delta\phi_r(kTs) : 2^{n-1} \leq m < 3 \cdot 2^{n-2}] \text{ である回数} \} \quad (12)$$

\*数の方が多くなる。一方、 $-\pi/2 < \theta_e \leq -\pi/4$ の場合には、逆に、 $\Delta\phi_r$ の信号点の遷移経路が負のQ軸を横切る回数に比べて、正のQ軸を横切る回数の方が少なくなる。

【0034】位相補償回路15では、ゼロクロス判定回路21が位相遅延検波部の出力 $\Delta\phi_r(kTs)$ を取込み、位相ダイアグラムにおいて $\Delta\phi_r(kTs)$ の信号点が、負のI軸を横切る回数、正のQ軸を横切る回数および負のQ軸を横切る回数をそれぞれカウントし、その結果に従って3種類の制御信号SEL(i) (i=1, 2, 3)を出力する。このゼロクロス判定回路21は、具体的に次の手順によってその処理を行なう。

【0035】いま、 $\Delta\phi_r(kTs)$ の角度をnビットを使って表わそうとすると、 $2\pi$ を $2^n$ 個に区分した $\pi/2^{n-1}$ を1単位として、その大きさを表わすことができる。言換えると、 $\Delta\phi_r(kTs)$ の分解能をnビットとすると、各時刻での $\Delta\phi_r(kTs)$ の値は、次の式(8)によって表わされる。

$$(8)$$

※限、第3象限、第4象限に存在する $\Delta\phi_r(kTs)$ は、それぞれ、mの値によって次のように区別される。

: 第1象限

: 第2象限

$$(9)$$

: 第3象限

: 第4象限

★【0037】CT1は、サンプル値が第2象限から第3象限に変化した回数と第3象限から第2象限に変化した回数との和であり、式(9)の關係を用いて、次式(10)により求めることができる。ただし、サンプリング周波数 $f_s = 1/Ts$ はシンボルレート $f_R$ にくらべて十分高いものとする。

☆象限から第2象限に変化した回数と第2象限から第1象限に変化した回数との和として、次式(11)により求めることができる。

の和として、次式(12)により求めることができる。

この時、 $N_1 < N_0$ なる正整数 $N_1$ を閾値として設定し、

$$CT1 < N_1 \quad (13)$$

であるならば、ゼロクロス判定回路21は、位相誤差 $\theta_e$  \* (1)を出力する。

が $|\theta_e| < \pi/4$ であると判定し、判定信号SEL \* 【0039】また、

$$[CT1 \geq N_1] \cap [CT2 > CT3] \quad (14)$$

であるならば、つまり、信号点が負のI軸を横切る回数が $N_1$ 以上で、かつ、負のQ軸を横切る回数が正のQ軸を横切る回数より少ないならば、ゼロクロス判定回路21※は、位相誤差 $\theta_e$ が $\pi/4 \leq \theta_e < \pi/2$ であると判定し、判定信号SEL (2)を出力する。

を横切る回数より少ないならば、ゼロクロス判定回路21※ 【0040】また、

$$[CT1 \geq N_1] \cap [CT2 < CT3] \quad (15)$$

であるならば、つまり、信号点が負のI軸を横切る回数が $N_1$ 以上で、かつ、負のQ軸を横切る回数が正のQ軸を横切る回数より多いならば、ゼロクロス判定回路21 10 ★【0041】次に、位相加算回路22は、ゼロクロス判定回路21からの制御信号に従って、式(16)に示す演算を行ない、位相遅延検波部の出力 $\Delta\phi_r(kTs)$ に対して $\pi K/4$  ( $K=0, -1, 1$ )の位相回転を加える。

$$\Delta\phi_c(kTs) = \Delta\phi_r(kTs) + K\pi/4$$

$$\text{制御信号} = \text{SEL}(1); K=0$$

$$\text{制御信号} = \text{SEL}(2); K=-1$$

$$\text{制御信号} = \text{SEL}(3); K=1 \quad (16)$$

【0043】この結果、 $f_R/8 \leq |\Delta f| < f_R/4$ の周波数誤差 $\Delta f$ が存在する場合でも、位相補償回路15の出力 $\Delta\phi_c(kTs)$ における位相誤差 $\theta_e$ は $|\theta_e| < \pi/4$ となる。

【0044】自動周波数制御回路17は、位相補償回路15の出力 $\Delta\phi_c(kTs)$ に残留する $|\theta_e| < \pi/4$ の位相誤差 $\theta_e$ を補償する。この動作は、前述した従来の装置☆

$$\beta = (1/N_s) \sum [\Delta\phi_c((n-i)T) - \Delta\phi_d((n-i)T)] \quad (17)$$

( $\Sigma$ は $i=0$ から $N_s-1$ まで加算、 $N_s$ :正整数)

この場合、位相補償回路15の出力 $\Delta\phi_c(kTs)$ に残留する位相誤差 $\theta_e$ は $\pi/4$ 以下に低減されているため、 $\Delta\phi_c(kTs)$ の信号点は、図4の位相ダイアグラムの黒丸の位置にある。従って、I軸およびQ軸を判定境界(判定閾値)とすることにより、判定器18は、定常的な判断◆

$$\begin{aligned} \Delta\phi_e(nT) &= \Delta\phi_r(nT) - \beta \\ &= \Delta\phi(nT) \end{aligned}$$

自動周波数制御回路17の出力 $\Delta\phi_e(nT)$ は、判定器18により角度判定された後、デコーダ19を介して2値の受信データに変換される。

【0046】このように、実施例の装置では、受信された変調信号の中心周波数と局部発振器4の周波数との間に $f_R/8 \leq |\Delta f| < f_R/4$ の周波数誤差 $\Delta f$ が存在し、位相遅延検波部の出力に $\pi/4 \leq |\theta_e| < \pi/2$ の位相誤差 $\theta_e$ が生じているときでも、自動周波数制御回路17の前に設けた位相補償回路15が位相誤差 $\theta_e$ を $\pi/4$ 以下に低減するため、自動周波数制御回路17は自動周波数制御を正常に行なうことができ、その結果、正しい受信データが復号される。この装置は、等価的に従来の装置の2倍の周波数範囲において自動周波数制御が可能である。

【0047】なお、実施例では位相誤差 $\theta_e$ が $\pi/4 \leq |\theta_e| < \pi/2$ の場合について詳しく説明したが、こ

☆の自動周波数制御回路17のそれと基本的には同じであり、先ずタイミング再生回路16により再生されたビット・タイミング信号に同期して識別時点での位相補償回路15の出力 $\Delta\phi_c(nT)$ を取込み、次式(17)により、判定器18の出力 $\Delta\phi_d(nT)$ との平均誤差 $\beta$ を求め、これを $\Delta\phi_c(kTs)$ に残留する位相誤差 $\theta_e$ の推定値とする。

◆誤りを生じることなく判定を下すことができ、その結果、式(17)の $\beta$ は $\theta_e$ の正しい推定値となる。

【0045】自動周波数制御回路17は、式(18)により、 $\Delta\phi_c(nT)$ から $\beta$ を減算した値 $\Delta\phi_e(nT)$ を出力する。この値は、送信変調位相差 $\Delta\phi(nT)$ と等しい値となる。

$$(18)$$

の考え方を位相誤差 $\theta_e$ がさらに大きい場合にまで拡張することが可能である。そのときの位相誤差 $\theta_e$ の大きさの範囲とその向きとは、位相ダイアグラムの正または負のI軸またはQ軸のいずれかを横切る信号の数に着目して求めることができ、この位相誤差 $\theta_e$ の大きさの範囲とその向きとの判定を位相補償回路15のゼロクロス判定回路21で行ない、位相加算回路22で、ゼロクロス判定回路21の判定結果に基づいて、位相遅延検波部の出力 $\Delta\phi_r(nT)$ に $\pi K/4$  ( $K$ は正または負の整数)の位相回転を加えることにより、位相誤差 $\theta_e$ を含む位相差 $\Delta\phi_r(nT)$ の信号点は、本来の送信変調位相差の信号点の象限に引戻される。その結果、自動周波数制御回路17での正しい自動周波数制御が可能となる。

【0048】

【発明の効果】以上の実施例の説明から明らかなように、本発明のデータ受信装置は、受信された変調信号の



13

中心周波数と局部発振器4の周波数との周波数誤差 $\Delta f$ により、位相遅延検波部の出力に $\pi/4 \leq |\theta_e|$ の位相誤差 $\theta_e$ が生じる場合でも、的確に自動周波数制御を行なうことができ、 $\Delta f$ に起因する誤り率特性の劣化を幅広く改善することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明のデータ受信装置における一実施例の構成を示すブロック図、

【図2】実施例のデータ受信装置における位相補償回路の構成を示すブロック図、

【図3】位相遅延検波部の出力を表わす位相ダイアグラム( $\theta_e = 0$ の場合)、

【図4】位相遅延検波部の出力を表わす位相ダイアグラム( $\theta_e \neq 0$ の場合)、

【図5】従来のデータ受信装置の構成を示すブロック図である。

【符号の説明】

1 アンテナ

14

2 受信用ルートナイキスト・バンドパス・フィルタ

3 リミタアンプ

4 局部発振器

5  $\pi/2$ 移相器

6、7 乗算器

8、9 ローパスフィルタ

10、11 A/D変換器

12 アークタンジェントROM

13 遅延器

10 14 減算器

15 位相補償回路

16 タイミング再生回路

17 自動周波数制御回路

18 判定器

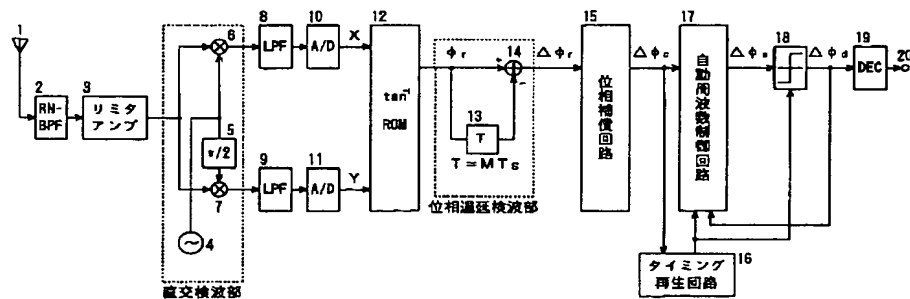
19 デコーダ

20 受信データ出力端子

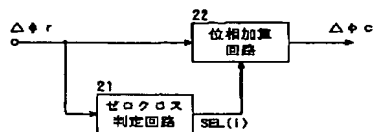
21 ゼロクロス判定回路

22 位相加算回路

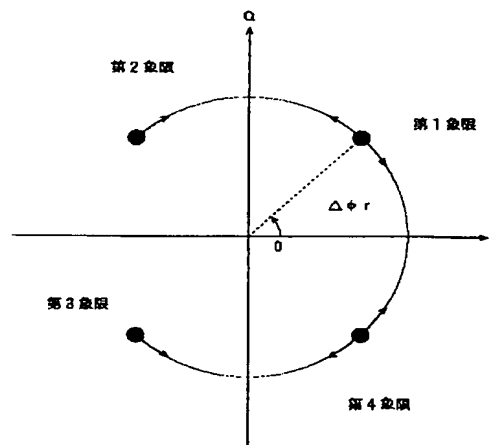
【図1】



【図2】

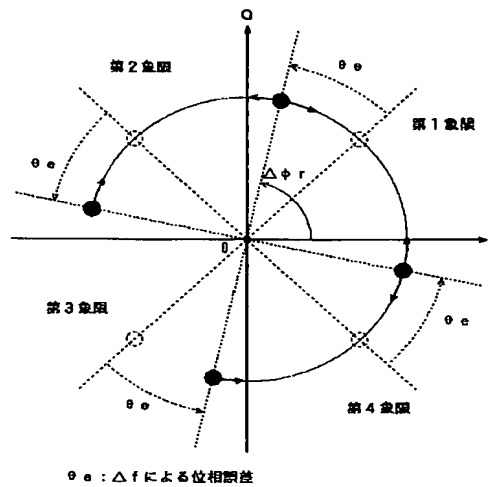


【図3】

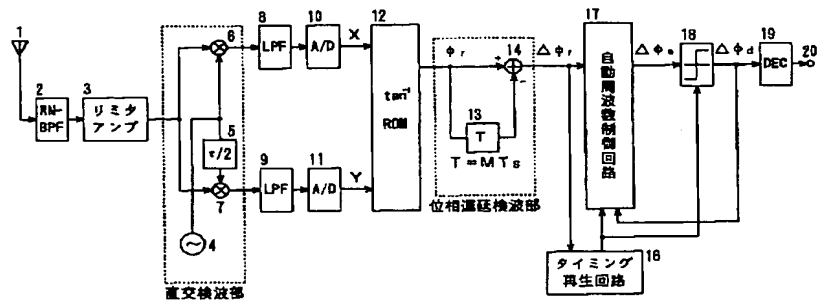


● : 離別時点での信号点  
 → : 信号点の遷移方向  
 $\Delta\phi_r$  : 受信実測位相差

【図4】



【図5】



フロントページの続き

(56) 参考文献 特開 平7-212422 (J P, A)  
 特開 平7-212423 (J P, A)  
 特開 平7-212425 (J P, A)  
 特開 平6-224960 (J P, A)  
 特開 平3-128550 (J P, A)  
 特表 平6-508495 (J P, A)

(58) 調査した分野 (Int. Cl. 7, D B 名)  
 H04L 27/00 - 27/38